

**ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
Y DE TELECOMUNICACION**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



INSTRUMENTACION ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES

(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)

Tema III: El amplificador de instrumentación

(Ejercicios resueltos)

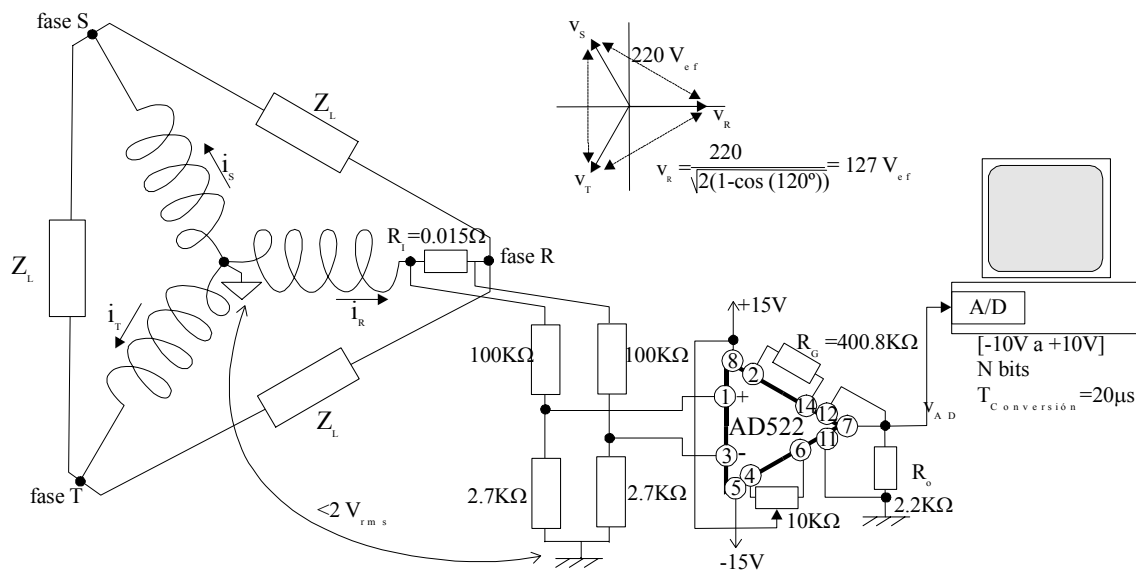
**José María Drake Moyano
Dpto. de Electrónica y Computadores
Santander, 2005**

III.1 Diseño de un sistema basado en amplificador de instrumentación integrado.

Se construye un equipo para la medida de la intensidad sobre una carga trifásica en una red eléctrica de 220 V_{ef} entre fases y de 50 Hz. En la figura se muestra la medida de la intensidad de la fase R, a través de una pequeña resistencia de sensorización R_I de 0.015 ohmios. Las tensión de la fase R se reduce al nivel de voltios mediante el divisor de tensión de precisión que amortigua en un factor de 0.01.

La tensión de diferencial se amplifica a través del amplificador de instrumentación hasta ser leídos por un conversor A/D con un rango dinámico de ±10V, y un tiempo de conversión de 20 μs.

La máxima tensión entre la tierra eléctrica y la tierra del instrumento es de 2 V rms.



Estudio ideal

$$v_{AD} = i_R R_I \alpha G = i_R 0.015 \frac{2.7}{102.7} \left(1 + \frac{2 \cdot 10^5}{400.8} \right) = 0.1971 i_R$$

El rango de intensidades instantáneas máximo que el sistema es capaz de medir es

$$|i_R| \leq \frac{10V}{0.1971} = 50.71 A$$

Dado que el tiempo de conversión del A/D es de 20 μs, la máxima frecuencia de muestreo es de 50 KHz. La frecuencia mas alta cuyo componente puede estimar es de 25 KHz, esto es el armónico 500. de la señal de intensidad.

Efecto de los errores de ganancia

Si no se puede calibrar el sistema de medida, el error que se comete en la ganancia es, El error de ganancia

$$\Delta_{\%}G = \Delta_{\%}G_1 + \frac{\Delta_{\%}G_{1000} - \Delta_{\%}G_1}{999}(G-1) \Rightarrow \Delta_{\%}G_{500} = 0.2 + \frac{0.8}{999}499 = 0.6\%$$

El error máximo en la salida es,

$$\Delta v_o = \frac{\Delta G_{500}}{G} v_{o\max} = \frac{\Delta_{\%}G_{500}}{100} v_{o\max} = 0.006 * 10 = 0.06 V$$

El máximo de la resolución del convertidor compatible con este error es,

$$0.06V \geq 20V 2^{-(N+1)} \Rightarrow N < \frac{1}{\log 2} \log \frac{20}{0.06} - 1 = 7,38 \text{ bits}$$

Si se tiene forma de calibrar la ganancia del sistema con absoluta precisión, el error que demina es debido a la no linealidad.

El tanto por ciento de no linealidad típica para una ganancia de 500 es 0.0135%

Luego el error típico de no linealidad en la salida es

$$\Delta v_o \text{ No linealidad} = \frac{10 * 0.0135}{100} = 1.35 \text{ mV}$$

el número máximo de bits compatible con este error es

$$N > \frac{1}{\log 2} \log \frac{20}{0.00135} - 1 = 12.85 \text{ bits}$$

Si la ganancia se calibró a 25 °C y la temperatura varía en el rango de 10°C a 40°C, el error se debe a la no linealidad y al desplazamiento de la ganancia con la temperatura.

$$D_T = D_{T1} + \frac{D_{T1000} - D_{T1}}{999}(G-1) \Rightarrow D_{T500} = 1 + \frac{25-1}{999}499 = 13.0 \text{ ppm}/^{\circ}C$$

$$\Delta G_{500} = 500 \times 13.0 \cdot 10^{-6} \times 15^{\circ} = 0.097 \Rightarrow \Delta v_o = \frac{\Delta G_{500}}{G} * v_{o\max} = \frac{0.097}{500}10 = 1.95 \text{ mV}$$

El error máximo combinado de no linealidad y por variación de temperatura es,

$$\Delta v_o \text{ No linealidad} + \Delta T = 1.35 \text{ mV} + 1.95 \text{ mV} = 3.3 \text{ mV} \Rightarrow N > 11.56 \text{ bits}$$

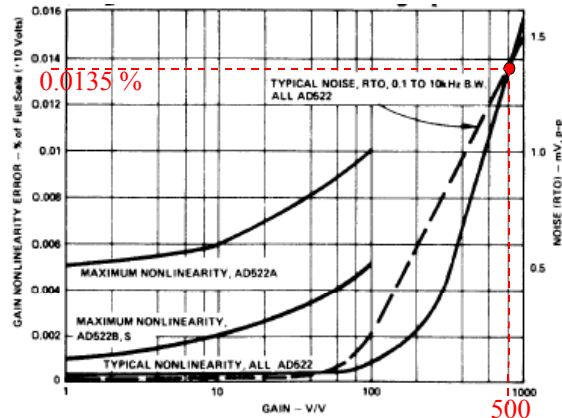


Figure 4. Gain Nonlinearity and Noise (RTO) vs. Gain

Rango de salida

Con la alimentación de $\pm 15\text{ V}$, y una carga de $2\text{K}\Omega$ el rango dinámico es de $\pm 10\text{ V}$ que es el que se necesita.

Respuesta dinámica

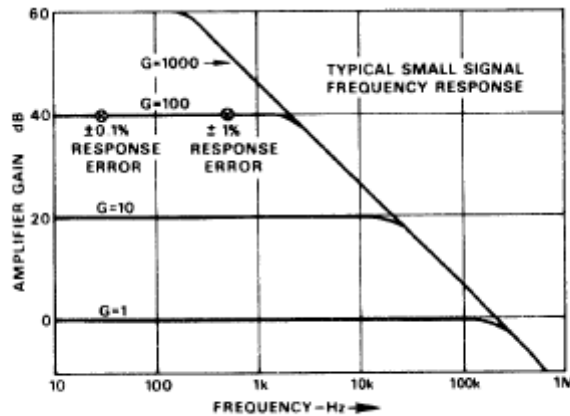


Figure 6. Small Signal Frequency Response (-3dB)

$$BW_G \times G = cte = 1 \times 300\text{KHz} = 100 \times 3\text{KHz} \Rightarrow BW_{500} = \frac{300\text{KHz}}{500} = 600\text{Hz}$$

El error que se comete en la ganancia sobre el armónico fundamental de 50Hz es

$$G(jf) = \frac{G_o}{\frac{jf}{BW} + 1} \Rightarrow \frac{\Delta G(f)}{G_o} \approx \frac{f}{BW} \Rightarrow \frac{\Delta G(50\text{Hz})}{G_o} = \frac{50}{600} = 0.083 = 8.3\%$$

El error es excesivo incluso para el armónico fundamental.

Habría que incrementar la anchura de banda del amplificador. Por ejemplo, si necesitamos que al menos se tenga que utilizar un AD de 8 bits, la anchura de banda que se necesitaría es de

$$\Delta v_o = 20 \times 2^{-9} = 0.04\text{V} \Rightarrow \frac{\Delta G}{G_o} \leq \frac{\Delta v_o}{v_o} = 0.004 \Rightarrow BW = \frac{50}{0,004} = 12,5\text{KHz}$$

El amplificador operacional debería tener una ganancia máxima de

$$G_{\max} = \frac{300\text{KHz}}{12.5\text{KHz}} = 24$$

y el resto de la ganancia hasta 500 habría que obtenerla con un amplificador (ya no diferencial de anchura de banda muy superior a 12.5 KHz)

Offset

El offset de tensión típico del amplificador es $V_{\text{offset}} = 200\mu\text{V}$, y si hay una posible fluctuación de 15°C ,

$$\Delta V_{\text{offset}_t} = \left(\frac{50\mu\text{V}/^\circ\text{C}}{G} + 6\mu\text{V}/^\circ\text{C} \right) \Delta T \approx 6 \times 15 = 90\mu\text{V}$$

$$V_{\text{Offset total}} = 200 + 90 = 290 \mu\text{V}$$

El máximo error en la salida es de $\Delta v_o = V_{\text{offset}} \times G = 290 \times 500 = 0.145\text{V}$

Como se manejan señales sinusoidales, el offset no influye sobre la precisión, sin embargo si afecta al rango dinámico del instrumento:

La máxima amplitud sinusoidal será de $10 - 0.145 = 9.855\text{V}$ y la máxima intensidad instantánea que se podrá medir se reduce a,

$$|i_{R\text{máximo}}| = \frac{9.855}{0.1971} = 50\text{A}$$

Offset de intensidad

Dado que las impedancias en las entradas son iguales, no hay efecto de la intensidad de polarización.

El offset de intensidad típico del amplificador es $I_{\text{offset}} = 20\text{nA}$ y si hay una posible fluctuación de 15°C ,

$$\Delta I_{\text{offset}} = 100\text{pA}/^\circ\text{C} \times \Delta T \Rightarrow \Delta I_{\text{offset}} = 100 \times 15 = 1.5\text{nA}$$

El error en la salida debida a la intensidad de offset es,

$$\Delta v_o = I_{\text{offset}} \times R_p \times G = 21.5 \times 10^{-9} \times 2.7 \times 10^3 \times 500 = 0,029\text{V}$$

que es de un orden inferior al que produce el offset de tensión.

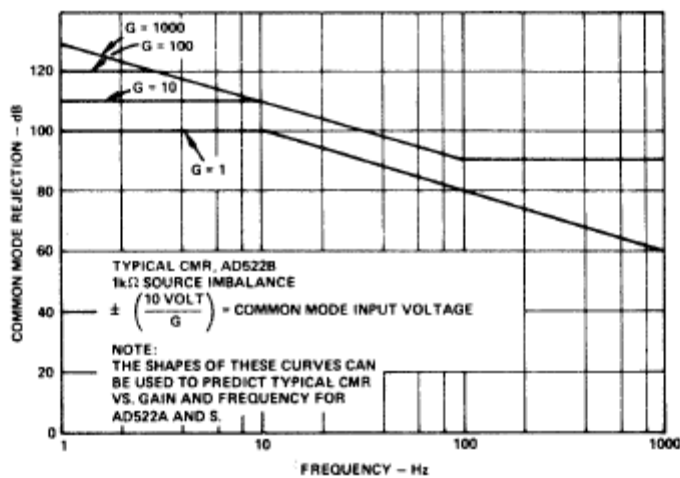


Figure 5. Common Mode Rejection vs. Frequency and Gain

Rangos de entrada.

El amplificador admite un máximo rango de entrada en modo común de ± 10 V.

La máxima entrada en modo común es

$$v_{+c} = v_{Reff} \times \sqrt{2} \times \frac{2.7}{2.7+100} = 127 \times 1.42 * \frac{2.7}{102.7} = 4.75 \text{ V}$$

Habría que proteger con un zener para que la tensión nunca supera los 15 V

Efecto del CMRR

La componente en modo común que hay en la entrada del amplificador son:

a) La componente sinusoidal de la fase R amortiguada:

$$v_{r+eff} = 127 \frac{2.7}{102.7} = 3,34 \text{ V}_{rms}$$

b) La fluctuación de la masa respecto de la referencia eléctrica: $V_{rms} < 2$ V

En el pero caso $V_{rc} = 3,34 + 2 = 5,34 \text{ V}_{rms}$.

La componente de esta señal que llega a la salida como consecuencia del CRM=90dB=3.2 10⁴, es

$$\Delta v_{orms} = G \times \frac{v_{rc}}{CMRR} = 500 \times \frac{5.34}{3.2 \cdot 10^4} = 0.083 \text{ V}_{rms} = 0.12 \text{ V}_{pp}$$

El número máximo de bit compatible con este error es

$$0.12 \geq 20 \cdot 2^{-(N+1)} \Rightarrow N < \frac{1}{\log 2} \log \frac{20}{0.12} - 1 = 6,5 \text{ bits}$$

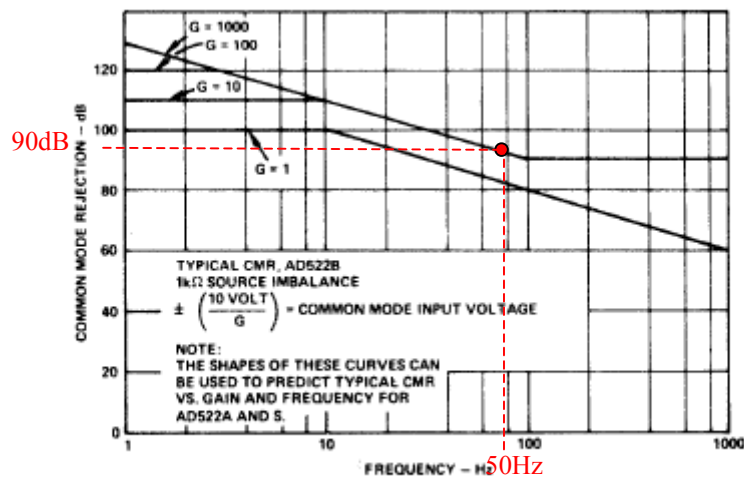


Figure 5. Common Mode Rejection vs. Frequency and Gain